

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-026788

(43)Date of publication of application : 25.01.2002

(51)Int.Cl.

H04B 7/08

H01Q 3/26

H04J 3/00

(21)Application number : 2000-212351

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 13.07.2000

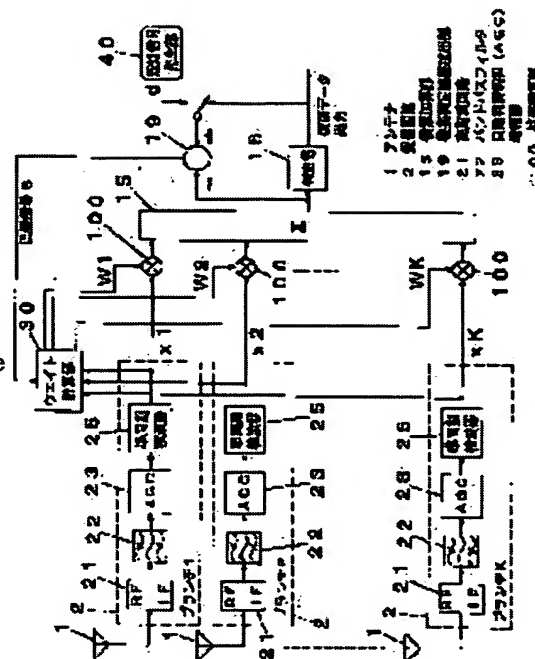
(72)Inventor : KOGA HISAO  
TAROUMARU MAKOTO

## (54) RECEIVER

## (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a receiver with an adaptive array diversity, that uses a simple algorithm whose arithmetic amount is nearly equal to that by the LMS(least mean square) algorithm and whose weight is converged at a high- speed.

**SOLUTION:** An antenna 1 receives a signal, and the received signal passes through a high frequency circuit 21, a band-pass filter 22, an automatic gain control (AGC) amplifier 23, a quasi-synchronous detector 25 to obtain a complex base-band signal of which the in-phase and quadrature components of the received signal respectively correspond to a real part and an imaginary part. A weight calculation section 30 uses a weight delayed by one symbol, the complex base-band signal, a complex conjugate error signal and a step size function to calculate the complex weight of each branch. The variable gain LMS (VLMS) algorithm is used for a weight update algorithm and adaptively revising a variable gain parameter and an initial value in the weight calculation can increase converging speed with an arithmetic amount nearly equal to that of the conventional LMS.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision  
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2002-26788  
(P2002-26788A)

(43) 公開日 平成14年1月25日 (2002.1.25)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 B 7/08		H 0 4 B 7/08	D 5 J 0 2 1
H 0 1 Q 3/26		H 0 1 Q 3/26	Z 5 K 0 2 8
H 0 4 J 3/00		H 0 4 J 3/00	J 5 K 0 5 9

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2000-212351 (P2000-212351)

(22) 出願日 平成12年7月13日 (2000.7.13)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 古賀 久雄

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72) 発明者 太郎丸 眞

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(74) 代理人 100097445

弁理士 岩橋 文雄 (外2名)

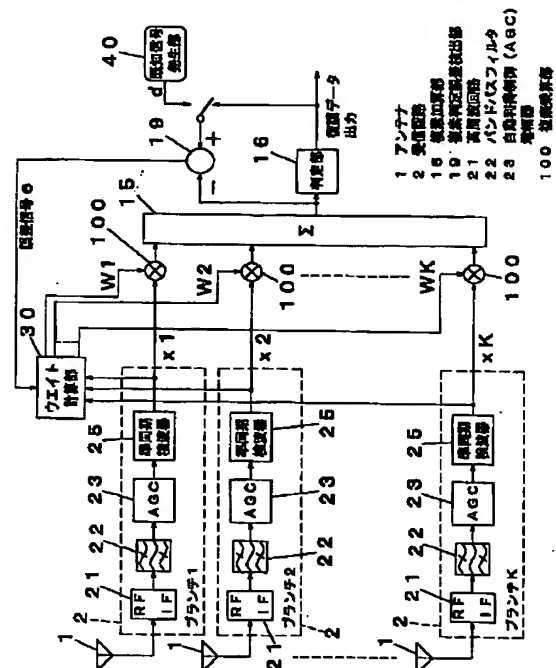
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信装置

(57) 【要約】

【課題】 LMSと演算量がほぼ同等な簡単なアルゴリズムを用い、かつ、高速にウェイトが収束する適応レーダイバーシティの受信装置を提供すること。

【解決手段】 アンテナ1で信号を受信し、受信された信号を高周波回路21、バンドパスフィルタ22、自動利得制御 (AGC) 増幅器23、準同期検波器25と通過させて、受信信号の同相および直交成分をそれぞれ実部および虚部に対応させた複素ベースバンド信号を得る。ウェイト計算部30では1シンボル遅延したウェイトと複素ベースバンド信号と複素共役誤差信号とステップサイズ関数を用い、各ブランチの複素ウェイトを計算する。可変ゲインLMS (VLMS) をウェイト更新アルゴリズムに使用し、且つ適応的に可変ゲインパラメータおよびウェイト計算における初期値を変更することにより、通常のLMSと同程度の演算量で収束速度を高速化できる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】複数のアンテナと、前記アンテナ毎に設けられ、前記アンテナで受信された高周波信号もしくは前記高周波信号を周波数変換した中間周波信号が供給され、前記高周波信号もしくは前記中間周波信号の公称搬送波周波数と大略等しい周波数のローカル信号により前記高周波信号もしくは前記中間周波信号を直交検波し、同相および直交成分のベースバンド信号を出力する準同期検波器と、前記ベースバンド信号の同相および直交成分をそれぞれ複素数の実数部および虚数部として、前記ベースバンド信号に複素数のウェイトを乗じて加算合成する合成手段と、前記合成手段により加算合成された合成ベースバンド信号から送信シンボルを判定する判定手段と、受信信号に含まれる既知の信号部分、および前記判定手段の判定結果に対応するベースバンド信号を、参照信号として発生させる参照信号発生手段と、前記合成ベースバンド信号と前記参照信号との誤差信号を出力する誤差検出手段と、前記誤差信号と前記ベースバンド信号から前記ウェイトを算出するウェイト計算手段とを有し、前記ウェイト計算手段は前記ウェイトを逐次的に更新し、前記各アンテナに対応する前記各ウェイトの更新量を、前記誤差信号、ステップサイズ関数、および前記各アンテナに対応する前記各ベースバンド信号の積とし、前記ステップサイズ関数の絶対値は時間と共に一定値に収束し、前記ステップサイズ関数の初期値の絶対値は前記収束した一定値よりも大であるとし、前記各アンテナに対応する受信信号強度値の合計がしきい値よりも大きい場合は、前回受信したスロットの前記ウェイトの値を次回受信するスロットの前記ウェイト計算手段における前記ウェイトの初期値として使用し、前記受信信号強度値の合計値が前記しきい値より小さい場合は、前記ウェイト計算手段における前記ウェイトの初期値を零とすることを特徴とする受信装置。

【請求項 2】前記ウェイト計算手段は、受信した前記過去のスロットの前記ウェイトの同相成分および直交成分に一次関数あるいは二次関数を適用して、前記次回受信するスロットの前記ウェイトの初期値を予測することを特徴とする請求項 1 記載の受信装置。

【請求項 3】前記ウェイト計算手段は、前記受信信号強度値があるレベルを単位時間あたりに交差するレベル交差回数を計数し、前記レベル交差回数が前記しきい値よりも少ない場合は前記前回受信したスロットの前記ウェイトを前記次回受信するスロットの前記ウェイト計算手段における前記ウェイトの初期値として使用し、前記しきい値よりも多い場合は前記ウェイト計算手段における前記ウェイトの初期値を零とすることを特徴とする請求項 1 記載の受信装置。

【請求項 4】前記ステップサイズ関数は、前記レベル交差回数が前記しきい値よりも少ない場合は前記ステップサイズ関数の初期値を小さくし、多い場合は前記ステッ

プサイズ関数の初期値を適応的に大きくすることを特徴とする請求項 1 記載の受信装置。

【請求項 5】前記ステップサイズ関数は、前記各アンテナに対応する受信信号強度値の合計に比例して前記ステップサイズ関数の初期値を数シンボル続けて、その後ステップサイズを可変としてステップサイズ関数を適応的に変化させることを特徴とする請求項 1 記載の受信装置。

【請求項 6】前記ステップサイズ関数は、前記各アンテナに対応する受信信号強度値の合計が前記しきい値よりも大きい場合は前記ステップサイズ関数の終値を小さくし、小さい場合は前記ステップサイズ関数の終値を大きくしてステップサイズ関数を適応的に変化させることを特徴とする請求項 1 記載の受信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル変調された無線周波信号の受信に用いられ、複数のアンテナによって同信号を受信する受信装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】近年移動体通信分野において、秘話性の向上、ISDN 網やコンピュータ等との親和性、周波数資源の有効利用等の観点から、無線通信のデジタル化が進行している。周波数資源を有効利用するためには、同一の周波数（チャネル）の電波をできるだけ近い繰り返し距離で再利用することが望ましい。しかし周波数の繰り返し利用距離を縮めると同一チャネルを使用している近隣の移動局または基地局からの干渉（同一チャネル干渉）が増加するため、伝送品質が低下する問題がある。

【0003】ところで、移動通信ではフェージングが発生するため、伝送品質（デジタル通信においては誤り率）が著しく悪化する。このため、通常は 2 本以上のアンテナおよび受信回路（ブランチ）で受信する空間ダイバーシティ受信により、フェージングによる伝送品質劣化を補償している。ダイバーシティのブランチ合成法としては、受信信号強度（RSSI）が最も高いブランチの出力を受信出力とする検波後選択合成が最も一般的である。さらに受信特性を改善する合成法としては検波後最大比合成法が知られている。一般に最大比合成を行う場合は、ブランチ毎に復調回路によって得られるベースバンド信号を、直交・同相の 2 つの成分毎に等しいウェイトでそれぞれ重み付け加算して合成ベースバンド信号を得る。

【0004】上記ダイバーシティ受信は単にフェージングだけでなく、同一チャネル干渉に対しても伝送品質劣化を改善することが知られているが、さらに有効な同一チャネル干渉特性を実現する方式として、「適応ダイバーシティ」「最小自乗合成ダイバーシティ」「LMSアダプティブアレー」等と称する適応アレーダイバーシティ受信機が提案されている。具体的には、特開平 7-1

54129 公報や特開平 9-820400 公報に同受信機の構成が開示されている。このような適応アレダイバシティ受信を行うことにより、同一チャネル干渉が低減され、周波数の利用効率を高めることができる。

【0005】図 8 はこのような従来の受信装置の構成図である。図 8 において、1 はアンテナ、2 は各ブランチ毎にアンテナ 1 で得られた受信信号を同相および直交成分をそれぞれ実部および虚部に対応させた複素ベースバンド信号に変換する受信回路で、高周波回路 21、バンドパスフィルタ 22、自動利得制御 (AGC) 増幅器 23、準同期検波器 25 から構成される。一般的なデジタル変調信号の受信機と同様に、バンドパスフィルタ 22 はできるだけ符号間干渉が生じない範囲で狭帯域なものをを用いる。30 は各ブランチの複素ウェイトを計算するウェイト計算部、100 はブランチ毎に受信回路 2 から得られた複素ベースバンド信号  $x_k$  ( $k=1, 2, \dots, K$ ) に、ウェイト計算部 30 からの複素ウェイト  $w_k$  を乗じて重み付けする複素乗算部、15 は各ブランチの複素乗算部 100 で重み付けされた複素ベースバンド信号を合成する複素加算部、16 は複素加算部 15 で合成された複素ベースバンド信号を適当なしきい値と比較して送信されたデータを判定し、復調データとして出力する判定部である。

【0006】40 は送信データの一部に定期的に挿入されたパイロットシンボルと称する既知のデータを格納し、発生させる既知信号発生部、19 は判定部 16 で判定された復調データに対応する、あるいは既知信号発生部 40 から得られる既知のデータに対応する、理想的な

$$w_m(n) = w_m(n-1) + \mu x_m(n-1) e^*(n-1)$$

$$e(n) = d(n) - \sum_{m=1}^M w_m^*(n) x_m(n)$$

$$(n=0, 1, 2, \dots)$$

$w$  : 複素ウェイト  
 $\mu$  : 固定ステップパラメータ  
 $x$  : 複素ベースバンド信号  
 $e$  : 複素誤差信号  
 $d$  : 複素参照信号  
 $m$  : ブランチ数  
 $n$  : シンボル数  
 $*$  : 複素共役

【0009】ここで  $n$  はシンボル数、 $\mu$  はステップパラメータである。例えば国際公開特許 W097/20400 に上記 LMS をスペクトル拡散通信に適用したダイバシティ受信機が開示されている。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら上記従来の受信装置では、ウェイト更新アルゴリズムとして LMS を使用した場合、ウェイトの収束速度が遅いという問題点があり、RLS アルゴリズムを用いれば収束は速い

複素ベースバンド信号である参照信号  $d$  と、複素加算部 15 で合成された複素ベースバンド信号との差を出力する複素判定誤差検出部である。以上は信号処理の構成を説明したが、通常はこれらの処理をデジタル回路や上記信号処理がプログラムされたデジタルシグナルプロセッサ (DSP) で実現される。

【0007】次に動作を説明する。図 8 に示すように、上記各受信方式は最大比合成による空間ダイバシティと同様に、2 本以上のアンテナ 1 および受信回路 (ブランチ) 2 で受信し、ブランチ毎に得られる直交・同相のベースバンド信号を、各々異なるウェイトで重み付け加算して合成される。即ち、複素ベースバンド信号  $x_1, x_2, \dots$  を複素数のウェイト  $w_1, w_2, \dots$  によって重み付けして合成する。ウェイト  $w_1, w_2, \dots$  は、ウェイト計算部 30 によって参照信号  $d$  と合成後の信号との誤差信号  $e$  が少なくなるよう、あるいは合成後の複素信号の絶対値が一定になるよう、各ブランチの信号  $x_1, x_2, \dots$  および誤差信号  $e$  を用いて適応的に逐次更新される。ウェイト更新アルゴリズムとしては、タップ付遅延線による線形等化器と同様の LMS や RLS アルゴリズムが用いられており、具体的には例えば文献 (斉藤洋一著「デジタル無線の変復調技術」電子情報通信学会編) に示されている。中でも (数 1) によりウェイトが更新される LMS アルゴリズムが最も演算が簡単なため、しばしば用いられている。

【0008】

【数 1】

ものの計算が極めて複雑となるため、高速な演算回路や規模の大きな複雑な演算回路が必要となる問題点があった。また TDMA 通信に適用する場合、フェージングが遅くてスロット間に高い相関があるような時に、各スロットにおいて LMS アルゴリズムのウェイト初期値を零として計算をスタートすると収束が遅いという問題点があった。

【0011】本発明は、LMS と演算量がほぼ同等な簡単なアルゴリズムを用い、かつ、高速にウェイトが収束

する適応アレーダイバーシティの受信装置を提供することを目的とする。

#### 【0012】

【課題を解決するための手段】本発明は、複数のアンテナと、前記アンテナ毎に設けられ、前記アンテナで受信された高周波信号もしくは前記高周波信号を周波数変換した中間周波信号が供給され、前記高周波信号もしくは前記中間周波信号の公称搬送波周波数と大略等しい周波数のローカル信号により前記高周波信号もしくは前記中間周波信号を直交検波し、同相および直交成分のベースバンド信号を出力する準同期検波器と、前記ベースバンド信号の同相および直交成分をそれぞれ複素数の実数部および虚数部として、前記ベースバンド信号に複素数のウェイトを乗じて加算合成する合成手段と、前記合成手段により加算合成された合成ベースバンド信号から送信シンボルを判定する判定手段と、受信信号に含まれる既知の信号部分、および前記判定手段の判定結果に対応するベースバンド信号を、参照信号として発生させる参照信号発生手段と、前記合成ベースバンド信号と前記参照信号との誤差信号を出力する誤差検出手段と、前記誤差信号と前記ベースバンド信号から前記ウェイトを算出するウェイト計算手段とを有し、前記ウェイト計算手段は前記ウェイトを逐次的に更新し、前記各アンテナに対応する前記各ウェイトの更新量を、前記誤差信号、ステップサイズ関数、および前記各アンテナに対応する前記各ベースバンド信号の積とし、前記ステップサイズ関数の絶対値は時間と共に一定値に収束し、前記ステップサイズ関数の初期値の絶対値は前記収束した一定値よりも大であるとし、前記各アンテナに対応する受信信号強度値の合計がしきい値よりも大きい場合は、前回受信したスロットの前記ウェイトの値を次回受信するスロットの前記ウェイト計算手段における前記ウェイトの初期値として使用し、前記受信信号強度値の合計値が前記しきい値より小さい場合は、前記ウェイト計算手段における前記ウェイトの初期値を零とすることを特徴とする受信装置である。

【0013】本発明によれば、LMSと演算量がほぼ同等な簡単なアルゴリズムを用い、かつ、高速にウェイトが収束する適応アレーダイバーシティの受信装置を実現できる。

#### 【0014】

【発明の実施の形態】請求項1に記載の発明は、複数のアンテナと、アンテナ毎に設けられ、アンテナで受信された高周波信号もしくは高周波信号を周波数変換した中間周波信号が供給され、高周波信号もしくは中間周波信号の公称搬送波周波数と大略等しい周波数のローカル信号により高周波信号もしくは中間周波信号を直交検波し、同相および直交成分のベースバンド信号を出力する準同期検波器と、ベースバンド信号の同相および直交成分をそれぞれ複素数の実数部および虚数部として、ベ

ースバンド信号に複素数のウェイトを乗じて加算合成する合成手段と、合成手段により加算合成された合成ベースバンド信号から送信シンボルを判定する判定手段と、受信信号に含まれる既知の信号部分、および判定手段の判定結果に対応するベースバンド信号を、参照信号として発生させる参照信号発生手段と、合成ベースバンド信号と参照信号との誤差信号を出力する誤差検出手段と、誤差信号とベースバンド信号からウェイトを算出するウェイト計算手段とを有し、ウェイト計算手段はウェイトを逐次的に更新し、各アンテナに対応する各ウェイトの更新量を、誤差信号、ステップサイズ関数、および各アンテナに対応する各ベースバンド信号の積とし、ステップサイズ関数の絶対値は時間と共に一定値に収束し、ステップサイズ関数の初期値の絶対値は収束した一定値よりも大であるとし、各アンテナに対応する受信信号強度値の合計がしきい値よりも大きい場合は、前回受信したスロットのウェイトの値を次回受信するスロットのウェイト計算手段におけるウェイトの初期値として使用し、受信信号強度値の合計値がしきい値よりも小さい場合は、ウェイト計算手段におけるウェイトの初期値を零とすることにより、信号電力対雑音電力比（以下、 $S/N$ と表記する）が大きい場合について収束速度を高速化できる。

【0015】請求項2に記載の発明は、ウェイト計算手段は、受信した過去のスロットのウェイトの同相成分および直交成分に一次関数あるいは二次関数を適用して、次回受信するスロットのウェイトの初期値を予測する請求項1記載の受信装置であり、ウェイトをスロット間で引き継ぐ時にフェージングが速い場合でも収束速度を高速にできる。

【0016】請求項3に記載の発明は、ウェイト計算手段は、受信信号強度値があるレベルを単位時間あたりに交差するレベル交差回数を計数し、レベル交差回数がしきい値よりも少ない場合は前回受信したスロットのウェイトを次回受信するスロットのウェイト計算手段におけるウェイトの初期値として使用し、しきい値よりも多い場合はウェイト計算手段におけるウェイトの初期値を零とする請求項1記載の受信装置であり、ウェイトをスロット間で引き継ぐ時にフェージングが遅い場合について収束速度を高速化できる。

【0017】請求項4に記載の発明は、ステップサイズ関数は、レベル交差回数がしきい値よりも少ない場合はステップサイズ関数の初期値を小さくし、多い場合はステップサイズ関数の初期値を適応的に大きくする請求項1記載の受信装置であり、ウェイトをスロット間で引き継ぐ時にフェージングが遅い場合について収束速度を高速化できる。

【0018】請求項5に記載の発明は、ステップサイズ関数は、各アンテナに対応する受信信号強度値の合計に比例してステップサイズ関数の初期値を数シンボル初期

値を続けて、その後ステップサイズを可変としてステップサイズ関数を適応的に変化させる請求項 1 記載の受信装置であり、さらに収束速度を高速化できる。

【0019】請求項 6 に記載の発明は、ステップサイズ関数は、各アンテナに対応する受信信号強度値の合計がしきい値よりも大きい場合はステップサイズ関数の終値を小さくし、小さい場合はステップサイズ関数の終値を大きくしてステップサイズ関数を適応的に変化させる請求項 1 記載の受信装置であり、さらに収束速度を高速化できる。

【0020】以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。図 1 は本発明の一実施の形態における受信装置の構成図、図 2 は本発明の一実施の形態におけるステップサイズ関数と動作例の説明図、図 3 は本発明の一実施の形態におけるウエイト予測の説明図、図 4 は本発明の一実施の形態における動作の説明図、図 5 は本発明の一実施の形態におけるステップサイズ関数の説明図、図 6 は本発明の一実施の形態におけるステップサイズ関数の説明図、図 7 は本発明の一実施の形態におけるステップサイズ関数の説明図である。

【0021】図 1 において、1 はアンテナ、2 は各ブラ

$$w_m(n) = w_m(n-1) + G(n) x_m(n-1) e^*(n-1)$$

$$e(n) = d(n) - \sum_{m=1}^M w_m^*(n) x_m(n)$$

$$G(n) = \frac{\mu}{\{1 - (1 - \mu)^{n+1}\}}$$

$$(n=0, 1, 2, \dots)$$

**G : ステップサイズ関数**

【0024】ステップサイズ関数  $G(n)$  を固定定数とすると LMS と同じ式となる。ブランチ毎に受信回路 2 から得られた複素ベースバンド信号  $x_k$  ( $k=1, 2, \dots, K$ ) とウエイト計算部 30 からの複素ウエイト  $w_k$  を用いて複素乗算部 100 で重み付けする。各ブランチの複素乗算部 100 で重み付けされた複素ベースバンド信号を複素加算部 15 で合成し、判定部 16 では合成複素ベースバンド信号を適当なしきい値と比較して送信されたデータを判定し、復調データとして出力する。既知信号発生部 40 は送信データの一部に定期的に挿入されたパイロットシンボルと称する既知のデータを格納し、発生させる。

【0025】複素判定誤差検出部 19 では判定部 16 で判定された復調データに対応する、あるいは既知信号発生部 40 から得られる既知のデータに対応する、理想的な複素ベースバンド信号である参照信号  $d$  と、複素加算部 15 で合成された複素ベースバンド信号との差を出力する。

【0026】ここで図 2 を使用して (数 2) で用いるステップサイズ関数  $G(n)$  の制御方法と動作例について

ンチ毎にアンテナ 1 で得られた受信信号を同相および直交成分をそれぞれ実部および虚部に対応させた複素ベースバンド信号に変換する受信回路、21 は高周波回路である。22 はバンドパスフィルタ、23 は自動利得制御 (AGC) 増幅器、25 は準同期検波器、30 は各ブランチの複素ウエイトを計算するウエイト計算部である。100 は複素乗算部、15 は複素加算部、16 は判定部、40 は既知信号発生部、19 は複素判定誤差検出部である。

【0022】まずアンテナ 1 で信号を受信し、受信された信号を高周波回路 21、バンドパスフィルタ 22、自動利得制御 (AGC) 増幅器 23、準同期検波器 25 を通過させて、受信信号の同相および直交成分をそれぞれ実部および虚部に対応させた複素ベースバンド信号を得る。ウエイト計算部 30 ではウエイト、複素ベースバンド信号、複素共役誤差信号およびステップサイズ関数を用い、(数 2) に代入することにより各ブランチの複素ウエイトを計算する。

【0023】

【数 2】

30

説明する。TDMA 通信の場合多数のユーザが時分割によりチャネルを占有する。図 2 ではあるユーザがチャネル  $a$  のスロットを使用して通信していると仮定する。受信装置においてユーザが使用している ( $s-3$ ) SLOTT を受信した時、スロット先頭でステップサイズ関数  $G(n)$  を初期化して  $G(0)$  からスタートする。TDMA 通信に適応する場合、通常同じユーザが連続してスロットを占有しないため、各スロット間での伝搬環境が異なる。そのため、フェージングが速い場合は、前回受信したスロット ( $s-3$ ) SLOTT と次回受信するスロット ( $s-2$ ) SLOTT 間での相関は小さいので、スロット毎にステップサイズ関数  $G(n)$  を初期化して使用する必要がある。しかしフェージングが遅い場合は、各スロット間に高い相関があるため、フェージングにより受信レベルが急激に深く落ち込む時以外ではスロット毎のステップサイズ関数の初期化は不要となる (異なるユーザ間ではステップサイズ関数の初期化は必要)。

【0027】このように可変ゲイン LMS (VLMS) をウエイト更新アルゴリズムに使用し、且つ各アンテナに対応する RSSI 値の合計があるしきい値よりも大き

50

い場合は前回受信したスロットのウェイトの値を次回受信するスロットのウェイト計算手段におけるウェイトの初期値として使用し、あるしきい値よりも小さい場合はウェイト初期値を零とすることにより、通常のLMSと同程度の演算量で収束速度を高速化できる。

【0028】なお、過去に受信したスロットのウェイトの同相成分および直交成分に一次関数あるいは二次関数を適用して、次回受信するスロットのウェイトの初期値を予測することが可能である。この時の動作例を図3に示す。図3に示すように過去のスロットで計算したウェイトの同相成分  $\text{Re}\{W(s-3)\}$ ,  $\text{Re}\{W(s-2)\}$ ,  $\text{Re}\{W(s-1)\}$  および直交成分  $\text{Im}\{W(s-3)\}$ ,  $\text{Im}\{W(s-2)\}$ ,  $\text{Im}\{W(s-1)\}$  に各々一次関数あるいは二次関数を適用して次スロットのウェイトの同相成分  $\text{Re}\{W(s)\}$  および直交成分  $\text{Im}\{W(s)\}$  を予測する。これにより、ウェイトをスロット間で引き継ぐ時にフェージングが遅い場合でも収束速度を高速化することができる。

【0029】また、RSSI値があるレベルを単位時間（例えば、1秒ないし10秒間）あたりに交差する回数（レベル交差回数）を計数し、レベル交差回数があるしきい値よりも少ない場合は前回受信したスロットのウェイトの値を次回受信するスロットでのウェイト計算手段におけるウェイトの初期値として使用し、多い場合はウェイト初期値を零とするよう制御してもよい。この時の動作例を図4に示す。これにより、フェージングが遅く、各スロット間に高い相関があるような場合にウェイトを引き継いで収束速度を高速化できる。

【0030】あるいは、レベル交差回数が上記しきい値よりも少ない場合はステップサイズ関数の初期値を小さくし、多い場合はステップサイズ関数の初期値を大きくするよう制御してもよい。この時のステップサイズ関数を図5に示す。これにより、ウェイトを引き継ぐ時にフェージングが遅い場合について収束速度を高速化できるという作用を有する。

【0031】さらに、各アンテナに対応するRSSI値の合計に比例して数シンボル初期値を続けて、その後ステップサイズを可変とする。この時のステップサイズ関数を図6に示す。これによりステップサイズ関数を適応的に変化させることにより、さらに収束速度を高速化できる。

【0032】また、各アンテナに対応するRSSI値の

合計があるしきい値よりも大きい場合はステップサイズ関数の終値を小さくし、小さい場合はステップサイズ関数の終値を大きくする。この時のステップサイズ関数を図7に示す。これによりステップサイズ関数を適応的に変化させることにより、さらに収束速度を高速化できる。

【0033】

【発明の効果】本発明は適応アレーダイバーシティ受信におけるLMSアルゴリズムに対し、適応的にウェイト計算におけるウェイトの初期値およびステップサイズ関数  $G(n)$  を変更して使用することにより、通常のLMSと同程度の演算量でRLS並みの高速な収束速度を実現できる。従って簡単な構成で、あるいは高速の演算プロセッサを用いることなく、周波数利用効率を向上できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施の形態における受信装置の構成図

【図2】本発明の一実施の形態におけるステップサイズ関数と動作例の説明図

【図3】本発明の一実施の形態におけるウェイト予測の説明図

【図4】本発明の一実施の形態における動作の説明図

【図5】本発明の一実施の形態におけるステップサイズ関数の説明図

【図6】本発明の一実施の形態におけるステップサイズ関数の説明図

【図7】本発明の一実施の形態におけるステップサイズ関数の説明図

【図8】従来の受信装置の構成図

【符号の説明】

1 アンテナ

2 受信回路

15 複素加算部

16 判定部

19 複素判定誤差検出部

21 高周波回路

22 バンドパスフィルタ

23 自動利得制御(AGC)増幅器

25 準同期検波器

30 ウェイト計算部

40 既知信号発生部

100 複素乗算部



The diagram illustrates a multi-channel receiver architecture. It features multiple parallel channels, labeled 'プランチ1' (Planch 1), 'プランチ2' (Planch 2), and 'プランチK' (Planch K). Each channel consists of an antenna (1), a radio frequency intermediate frequency section (21), a band-pass filter (22), an automatic gain control section (23), and a synchronous detector (25). The outputs of these channels are fed into a common correlator block (15). This correlator also receives a reference signal (30) from a 'ウェイト計算部' (Weight Calculation Unit). The correlator performs weighted multiplication (indicated by multipliers W1, W2, ..., WK) and summation (Σ) of the channel outputs. The resulting signal is then processed by a '判定部' (Decision Unit) (16) to produce the '復調データ出力' (Demodulated Data Output). A '既知信号発生部' (Known Signal Generator) (40) provides a reference signal (d) to the correlator. A legend on the right identifies the components: 1 アンテナ (Antenna), 2 乗算回路 (Multiplier Circuit), 15 複素計算部 (Complex Calculation Unit), 16 複素判定結果検出部 (Complex Decision Result Detection Unit), 21 高周波回路 (High Frequency Circuit), 22 バンドパスフィルタ (Band Pass Filter), 23 自動利得制御 (Automatic Gain Control), 25 同期検波部 (Synchronous Detection Unit), and 100 複素乗算部 (Complex Multiplier Unit).

1 アンテナ  
2 乗算回路  
15 複素計算部  
16 複素判定結果検出部  
21 高周波回路  
22 バンドパスフィルタ  
23 自動利得制御 (AGC)  
25 同期検波部  
100 複素乗算部

The figure consists of three vertically aligned plots sharing a common horizontal axis.

- Top Plot:** The vertical axis is labeled "全プランチRSSI値の合計レベルにおける変動" (Fluctuation in the total level of RSSI values across all plans). It shows a continuous waveform with multiple peaks and troughs. A dashed horizontal line indicates the "しきい値" (Threshold).
- Middle Plot:** The vertical axis is labeled  $G(n)$ . It shows a series of discrete pulses or steps. The horizontal axis is labeled  $n$ .
- Bottom Plot:** This plot shows the mapping from slot numbers  $s$  to symbols  $n$ . It features a sequence of rectangular boxes representing slots, labeled from left to right as "(s-3) SLOT", "(s-2) SLOT", "(s-1) SLOT", and "(s) SLOT". Below each box, it specifies "ウェイト初期値" (Initial weight value) and "スロット番号" (Slot number). The horizontal axis is labeled  $s$ .

Arrows indicate the correspondence between the slot boundaries in the bottom plot and the discrete points in the middle plot, which in turn correspond to the time intervals in the top plot.

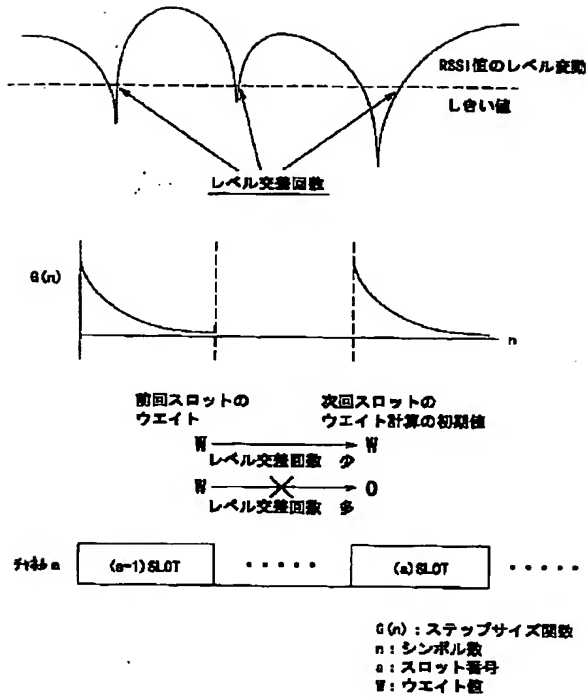
**一次関数を使用して予測した場合**

W: ウェイト値  
 Re[W]: ウェイトの同相成分  
 Im[W]: ウェイトの直交成分  
 s: スロット番号

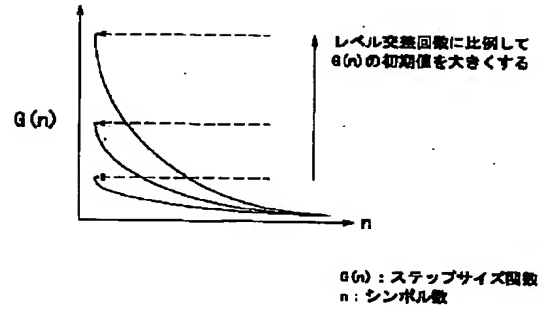
**二次関数を使用して予測した場合**

W: ウェイト値  
 Re[W]: ウェイトの同相成分  
 Im[W]: ウェイトの直交成分  
 s: スロット番号

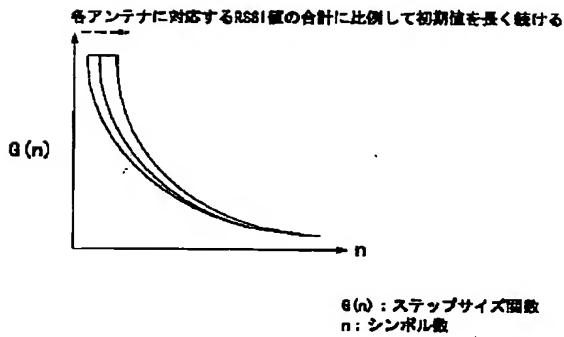
【図4】



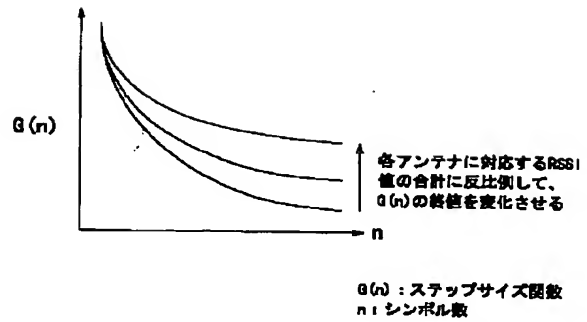
【図5】



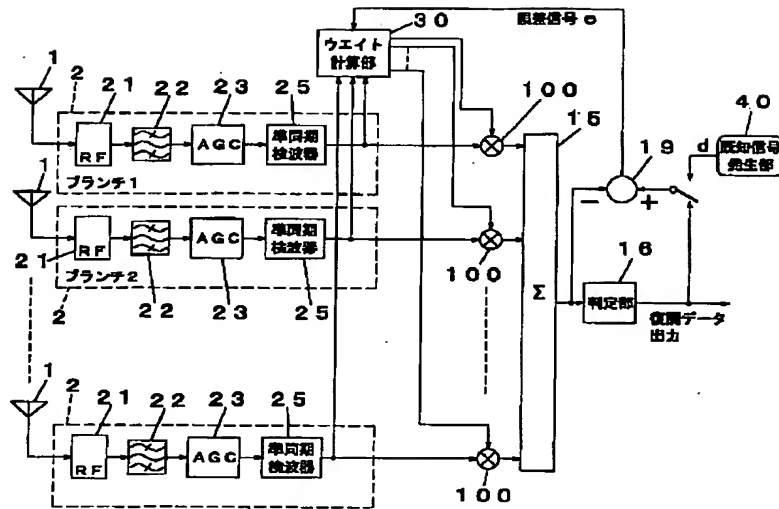
【図6】



【図7】



【図 8】



フロントページの続き

F ターム (参考) 5J021 AA05 AA06 CA06 DB02 DB03  
 EA04 FA14 FA15 FA16 FA17  
 FA20 FA32 GA02 HA05 HA10  
 5K028 AA11 BB04 CC02 CC05 DD01  
 DD02 HH03 LL12 MM12 SS11  
 5K059 CC03 CC04 CC07 DD32 DD35  
 EE02